

OPTICAL SENSOR CIRCUIT AND IMAGE SENSOR USING THE SAME

Patent number: JP11264761 (A)

Publication date: 1999-09-28

Inventor(s): SHINOZUKA NORIYUKI; FUEKI NOBUHIRO; KAMIYAMA TOMOYUKI; IMAI TOSHIO; TANAKA TOSHIKI +

Applicant(s): HONDA MOTOR CO LTD; CITIZEN WATCH CO LTD +

Classification:


- international: **G01J1/44; H01L27/146; H01L31/10; H04N3/15; H04N5/335; G01J1/44; H01L27/146; H01L31/10; H04N3/15; H04N5/335; (IPC1-7): G01J1/44; H01L27/146; H01L31/10; H04N5/335**

- european: **H04N3/15E; H04N3/15E6; H04N5/355A1**

Application number: JP19980067979 19980318

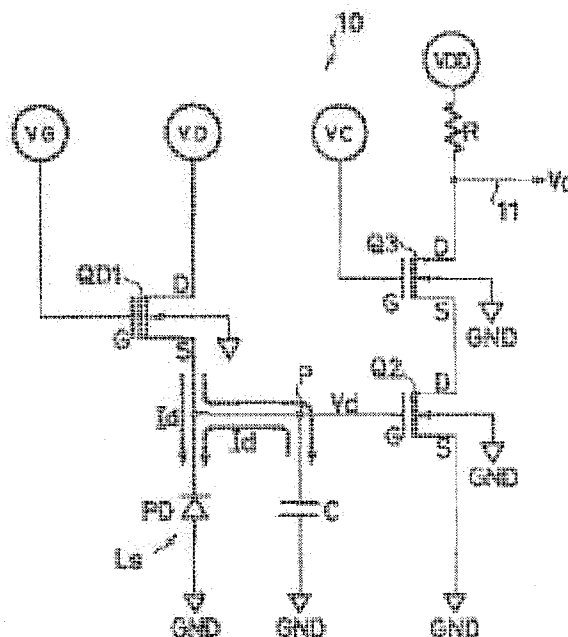
Priority number(s): JP19980067979 19980318

Also published as:

 **US6909462 (B1)**

Abstract of JP 11264761 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an optical sensor which can detect the microoptical signal with high accuracy, is free from the after-image phenomenon and has high S/N ratio, and by which a number of necessary power sources can be reduced. **SOLUTION:** An optical sensor circuit comprises a photodiode PD for converting an optical signal into the electric current, a n-channel MOS transistor QD1 having the logarithmic characteristic in the weak reversal condition, and converting the sensor current detected by the photodiode PD into the detection voltage having the logarithmic characteristic, and a capacitor C connected with a detecting terminal of the transistor QD1. The voltage $V_G=V_S$ for reset is applied to a gate G of the transistor QD1 whereby the impedance between a drain and a source is lowered to reset the same into the initial, condition. The n-channel MOS transistor QD1 is formed by a depression type n-channel MOS transistor, and the transistor is in the weak reversal state and has the logarithmic characteristic in a condition that the gate voltage is not applied to the transistor QD1.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-264761

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月28日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	F I	
G 0 1 J 1/44		G 0 1 J 1/44	F
H 0 1 L 27/146		H 0 4 N 5/335	E
	31/10	H 0 1 L 27/14	A
H 0 4 N 5/335			31/10 C

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平10-67979

(22) 出願日 平成10年(1998) 3月18日

(71) 出願人 000003326

本田技研工業株式会社
東京都港区南青山二丁目1番1号

(71) 出願人 000001960

シチズン時計株式会社
東京都新宿区西新宿2丁目1番1号

(72) 発明者 篠塚 典之

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会
社本田技術研究所内

(72) 発明者 笛木 信宏

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会
社本田技術研究所内

(74) 代理人 弁理士 大西 正悟

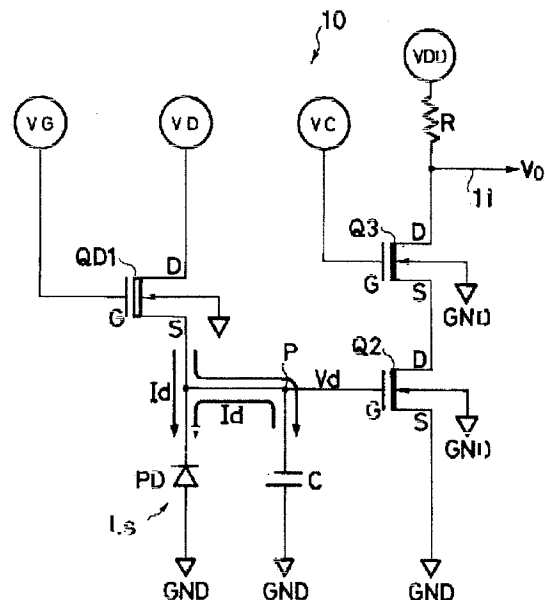
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光センサ回路およびこれを用いたイメージセンサ

(57) 【要約】

【課題】 微小光信号を高精度に検出でき、残像現象が発生せず、S/N比が高く、且つ必要電源の数が少ない光センサ回路を得る。

【解決手段】 光信号を電流に変換するフォトダイオードPDと、弱反転状態で対数特性を有し、フォトダイオードPDが検出したセンサ電流を対数特性を有する検出電圧に変換するnチャンネルMOSトランジスタQD1と、このトランジスタQD1の検出端子に接続されたコンデンサCとを有して光センサ回路が構成され、トランジスタQD1のゲートGにリセット用電圧VG=VSを印加してドレインソース間のインピーダンスを低下させて初期状態にリセットする。nチャンネルMOSトランジスタQD1はデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタから構成し、このトランジスタQD1にゲート電圧を印加しない状態では、このトランジスタが弱反転状態で対数特性を有する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 光信号を電流に変換する光-電気変換手段と、

弱反転状態で対数特性を有し、前記光-電気変換手段が検出したセンサ電流を対数特性を有する検出電圧に変換するnチャンネルMOSトランジスタと、

このnチャンネルMOSトランジスタの検出端子に接続して配設されたコンデンサと、

前記nチャンネルMOSトランジスタのゲートにリセット用電圧を印加してドレインソース間のインピーダンスを低下させ、前記コンデンサの充電または放電を制御する初期設定手段とを備え、

前記nチャンネルMOSトランジスタをデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタから構成し、このデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタにゲート電圧を印加しない状態でこのトランジスタが弱反転状態で対数特性を有するようにしたことを特徴とする光センサ回路。

【請求項2】 前記光-電気変換手段の検出信号を増幅する増幅トランジスタと、この増幅トランジスタによって増幅された信号を出力するスイッチ手段とを有することを特徴とする請求項1に記載の光センサ回路。

【請求項3】 複数の請求項1に記載の光センサ回路をアレイ状に配設して構成されるイメージセンサであって、

アレイ状の各列毎に、その列をなす前記光センサ回路からの検出信号の取り出しを行わせる取り出し信号を送出する取り出しラインと、その列をなす前記光センサ回路を初期状態にリセットさせるリセット信号を送出するリセットラインとを有し、

前記取り出しラインがそれぞれ取り出し走査方向と反対側に隣り合うリセットラインと繋がっていることを特徴とするイメージセンサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、照度に応じたセンサ出力を検出する光センサ回路およびこれを用いたイメージセンサに関し、特に、ダイナミックレンジが広く、感度が高く、且つ必要駆動電源数が少ない光センサ回路およびこれを用いたイメージセンサに関する。

【0002】

【従来の技術】光センサ回路をマトリクス状に組み合わせてなるMOS型や、CCD型のイメージセンサは、既に従来から良く知られている。これらイメージセンサでは、照射光（入射光）によって光センサ回路に生じる電荷を光信号として用いている。例えば、CCD型イメージセンサでは主に光信号によって発生した電荷を各光センサ回路において蓄積して光信号として用い、MOS型イメージセンサでは、光センサ回路を構成するフォトダイオードの接合容量に予め電荷を充電し、照射光によっ

て放電された電荷量を再充電時に検出することによって光信号を検出するようになっている。

【0003】このような光センサ回路による光信号検出に際して、そのダイナミックレンジを拡大することを目的として、フォトダイオード（受光素子）にFET（電界効果トランジスタ、例えば、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタ）等を直列に接続し、出力電圧を対数圧縮する機能を付加したものも開発されている。なお、これは、FETに流れる電流が小さいときはその抵抗変化が対数特性を示すことを利用している。

【0004】このような光センサ回路の構成例を図6に示している。この光センサ回路100は、フォトダイオードPD、これに直列に接続されたエンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1、フォトダイオードPDとエンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1の接続点P（センサ検出端子）にゲートが接続されたエンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ2、このエンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ2と直列に接続されたエンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ3から構成される。また、接続点Pには、フォトダイオードPD、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1、Q2およびこれらを相互に接続する配線等によって生じる浮遊容量の合成値とからなる寄生容量コンデンサCが接続される。

【0005】フォトダイオードPDは光信号 L_s を検出し、光信号 L_s の照度に比例したセンサ電流 I_d に変換する。エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1はフォトダイオードPDの負荷を形成し、フォトダイオードPDで検出したセンサ電流 I_d を電圧に変換してセンサ検出端子Pに検出電圧 V_d を発生する。

【0006】また、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1は、センサ電流 I_d が小さな範囲の弱反転状態で対数特性を有するMOSトランジスタ負荷を形成し、フォトダイオードPDで検出したセンサ電流 I_d を対数特性を有する検出電圧 V_d に変換する。このため、光信号 L_s が大きく変化してセンサ電流 I_d が大きく変化（桁数が異なるような大きな変化）しても、このように対数特性を有した変換がなされて検出電圧 V_d の変化は抑えられてこれが飽和することがなく、入力に対する出力のダイナミックレンジを広くすることができる。

【0007】nチャンネルMOS型トランジスタQ2は出力トランジスタを形成し、検出電圧 V_d をセンサ電流信号として光センサ回路100の外部に取り出すための電圧-電流変換を行う。また、nチャンネルMOS型トランジスタQ3は、nチャンネルMOS型トランジスタQ2で変換されたセンサ電流信号を外部回路に接続又は切断するためのスイッチを形成する。

【0008】このように構成された従来の光センサ回路

の動作を説明する。エンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ1のドレインDおよびゲートGは共通の電源VD（例えば、5V）に接続されており、光信号Lsが検出されない状態（フォトダイオードPDが不動作状態）では、電源VDからエンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ1を介して充電電流IjがコンデンサCに流れ、コンデンサCが充電される。このため、センサ検出端子Pの検出電圧Vdは電源VDの電圧に近い値まで上昇し、この電圧値はフォトダイオードPDが光信号Lsを検出していない初期状態を示す値となる。

【0009】なお、初期状態における検出電圧Vdの値（初期値）は、コンデンサCが充電されてセンサ検出端子Pの検出電圧Vdが上昇して電源VDの電圧に近づくにつれて、エンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ1のゲートG-ソースS間の電圧V(GS)（ドレインD-ソースS間の電圧V(SD)と同じ）が低下し、ドレインD-ソースS間のインピーダンスが急激に増加するために充電電流Ijが現象してしまい、電源VDより小さな値（例えば、4.5V）に設定される。

【0010】光センサ回路100の初期状態からフォトダイオードPDが光信号Lsを検出すると、フォトダイオードPDにセンサ電流Idが流れ、センサ検出端子Pの検出電圧Vdは光信号Lsの増加に対応してエンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ1のドレインD-ソースS間のインピーダンスに対応した対数特性で減少し、初期値よりも低下する。この検出電圧Vdの絶対値を検出することにより、光信号Lsを検出することができる。なお、フォトダイオードPDのセンサ電流Idは光信号Lsに比例し、一方、センサ検出端子Pの検出電圧Vdはセンサ電流Idに対数特性を有するドレインD-ソースS間のインピーダンスを乗算した値なので、光信号Lsを対数的特性をもって検出することができる。

【0011】この光センサ回路100におけるセンサ電流Id-検出電圧Vd特性図を図7に示している。この図から分かるように、光センサ回路100の初期状態に近いとき（センサ電流Id=10⁻¹²A）の検出電圧Vdの値（初期値）は、例えば、4.5Vであり、センサ電流が5桁増加したとき（センサ電流Id=10⁻⁷Aのとき）には検出電圧Vdは4.2Vになる。このように、上記光センサ回路100を用いれば、光信号の5桁レベル（10万倍）の変化を検出電圧Vdでは0.3Vの範囲の変化として検出することができるため、光信号Lsの入力に対してダイナミックレンジの広い光センサ回路を構成することができる。

【0012】しかしながら、上記の構成の光センサ回路100の場合には、光信号の全範囲においてセンサ電流Idに対して対数特性で検出電圧Vdへの変換を行うため、光信号Lsが微小でセンサ電流が微小な範囲（Id

=10⁻¹²~10⁻¹¹A程度）の場合に、検出電圧Vdの変化が小さすぎてセンサ感度があまり良くないという問題がある。

【0013】また、上記光センサ回路100では、フォトダイオードPDが光信号Lsを検出しなくなった場合、フォトダイオードPDが遮断され、コンデンサCには充電電流Ijが流れてセンサ検出端子Pの検出電圧Vdは上昇していくが、既に説明したように、エンハンスメント型nチャンネルMOS型トランジスタQ1のドレインD-ソースS間のインピーダンスが急激に増加して所定値（4.5V）以上には増加しない。このように検出電圧Vdが上昇するときの時間経過特性を図8において波線L（100）で示しているが、この図に示す特性から分かるように、検出電圧Vdは、フォトダイオードPDが遮断されてから所定値に近づくにつれてその増加率が低下するため、所定値（4.5V）に達するまで時間がかかる。

【0014】このため、上記光センサ回路100をマトリクス状に配置してイメージセンサに適用する場合、検出電圧Vdをリセットするときに初期値（4.5V）に到達するまでの応答時間が遅く、イメージセンサには長時間の残像として表示されるという問題がある。

【0015】また、上記光センサ回路100は、ノイズに対してエンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1およびコンデンサCがピークホールド回路を形成し、振幅の大きなノイズレベルを光信号Lsとして誤検出し、S/N比が低下して検知可能照度の下限が上昇し、感度低下を招くという問題もある。

【0016】このようなことから本出願人は、微小光信号の検出が高精度で可能であり、残像現象の発生がほとんど生じなく、S/N比が高いような光センサ回路を考案した（これについては既に別途出願済み）。この光センサ回路200を図9に示しており、上述の光センサ回路100とは、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1のドレインDには定電圧電源（例えば、5V）VDが接続され、ゲートGには高低二種類のゲート電圧を印加可能なゲート電圧電源VGが接続されている点が異なる。

【0017】このような構成の光センサ回路200の場合には、図10に示すようなタイミングで、ドレイン電圧VD（=5V）より十分高い高電圧VHと、ドレイン電圧VDに等しいもしくはこれより低い低電圧VLとがゲート電圧VGに印加される。まず、ゲート電圧VGとして高電圧VHが設定されると、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1のドレインD-ソースS間のインピーダンスは低抵抗状態となり、コンデンサCは、図8において実線L（200）で示すように、急速に充電され、センサ検出端子Pの検出電圧Vdはドレイン電圧VD（=5V）にほぼ等しい値（例えば、4.95V）まで上昇する。このため、光センサ回路2

00をマトリクス状に配置してイメージセンサに適用する場合、検出電圧V_dをリセットするときに初期値(4.95V)に到達するまでの応答性が良くなり、イメージセンサの残像の問題を防止できる。

【0018】次に、検出可能期間としてゲート電圧V_Gが低電圧V_Lに設定されると、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1は弱反転状態となる。そして、フォトダイオードPDに光が照射されるとコンデンサCに蓄えられた電荷が放電される。ここで、フォトダイオードPDに入射する光が弱い場合はセンサ電流I_dはほとんど流れないため、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1は高インピーダンス状態であり、主にコンデンサCに充電された電荷が利用される。このため、出力電圧の変化はリニア(線形)的になる。一方、フォトダイオードPDに入射する光が強くなると、検出電圧V_dの特性は図10において矢印で示すように変化し、コンデンサCに蓄えられた電荷は急速に消費され、フォトダイオードPDを流れるセンサ電流I_dはエンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1を通る電流となり、出力電圧V_dの変化は対数的となる。

【0019】この関係を図11に示しており、光が弱くセンサ電流I_dが 10^{-12} ~ 10^{-11} の場合には、コンデンサCの電荷が放電され、検出電圧V_dは線形的に変化するが、光が強くセンサ電流が 10^{-11} を超える領域では、検出電圧V_dは対数的に変化する。つまり、この光センサ回路200の場合には、光が弱いとき(センサ電流I_dが小さいとき)には通常のMOS型素子と同等の線形的な出力特性が得られ、光が強くなると(センサ電流がある程度大きくなると)対数型の素子と同等の出力特性が得られる。これにより、センサ電流が小さい時は蓄積効果を利用することによって高感度を実現でき、且つ対数型素子で問題となる入射光が小さいときのS/N比の問題も改善できる。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の光センサ回路200においては、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1のゲート電圧V_Gに、高電圧V_Hを与える高電圧電源と、低電圧V_Lを与える低電圧電源との二種類の電源が必要であり、さらに、エンハンスメント型nチャンネルMOSトランジスタQ1のドレイン電圧電源V_Dや、nチャンネルMOSトランジスタQ3のドレイン電圧電源V_{DD}およびゲート電圧電源V_C等も必要であり、多数の電源が必要であるため、構成が複雑化しやすいという問題がある。

【0021】本発明はこのような問題に鑑みたもので、微小光信号を高精度に検出でき、残像現象が発生せず、S/N比が高く、且つ必要電源の数を少なくすることができるよう構成の光センサ回路を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】このような目的達成のため、本発明においては、光信号を電流に変換する光-電気変換手段(例えば、実施形態におけるフォトダイオードPD)と、弱反転状態で対数特性を有し、光-電気変換手段が検出したセンサ電流を対数特性を有する検出電圧に変換するnチャンネルMOSトランジスタ(QD1)と、このnチャンネルMOSトランジスタの検出端子に接続して配設されたコンデンサ(C)と、nチャンネルMOSトランジスタのゲートにリセット用電圧(V_S)を印加してドレイン-ソース間のインピーダンスを低下させ、コンデンサの充電または放電を制御する初期設定手段(例えば、実施形態におけるゲート電圧電源V_Gや、タイミング調整器21)とを備えて光センサ回路が構成される。その上で、nチャンネルMOSトランジスタをデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタから構成し、このデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタにゲート電圧を印加しない状態では、このトランジスタが弱反転状態で対数特性を有するようにしている。

【0023】このような構成の光センサ回路では、デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタにゲート電圧を印加しない状態(V_G=0の状態)で、このトランジスタが弱反転状態で対数特性を有する状態となり、対数特性での光検出を行うことができ、入力に対する出力のダイナミックレンジの大きな検出が可能である。その上、光信号が弱くて光-電気変換手段(フォトダイオード)のセンサ電流がほとんど流れないときにはトランジスタは高インピーダンス状態となり、コンデンサCの充電電荷が利用されるため、出力電圧は光に対してリニアに変化し、微弱な光を高感度で検出できる。なお、この検出はコンデンサの放電量を検出するもので、いわゆる蓄積型の検出となるので、ピーク状のノイズの影響を受けにくく、S/N比の高い検出が可能である。

【0024】一方、デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタのゲートにリセット電圧V_G=V_Sを印加すれば、そのドレイン-ソース間のインピーダンスを低抵抗状態とし、コンデンサを急速に充電して回路を初期状態にリセットすることができる。このように、回路のリセットを行うときにのみゲート電圧V_G=V_Sとしてリセット電圧を印加するだけで、検出期間中はゲート電圧V_G=0として電圧を印加する必要がないため、デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタのゲート電圧として一種類の電源があればよいので、従来の回路より駆動電源数が少なくなり、回路構成が簡単となる。

【0025】また、本発明に係るイメージセンサは、上記の光センサ回路を複数個、アレイ状に配設して構成されるのであるが、このイメージセンサは、各列毎に設けられて各光センサ回路からの検出信号の取り出しを行わ

せる取り出し信号を送出する取り出しラインと、各列毎に設けられて各光センサ回路を初期状態にリセットさせるリセット信号を送出するリセットラインとを有し、取り出しラインがそれぞれ取り出し走査方向と反対側に隣り合うリセットラインと繋がっている。

【0026】このように構成されたイメージセンサの場合には、取り出しラインに取り出し信号を送出すると、このラインに繋がったリセットラインにもこれと同じ信号がリセット信号として送出され、取り出し走査方向と反対側に隣り合う列を構成する光センサ回路が同時にリセットされる。すなわち、各列の光センサ回路からの検出信号の取り出しを順次行って走査するときに、検出が完了した列の光センサ回路が同時にリセットされる。このことから分かるように、一つの信号で検出信号の取り出しと隣の列のリセットとを同時に行うことができ、制御が簡単となる。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好ましい実施形態について図面を参照して説明する。本発明に係る光センサ回路10の構成例を図1に示している。この光センサ回路10は、フォトダイオードPD、これに直列に接続されたデプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1、フォトダイオードPDとデプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1の接続点P（センサ検出端子）にゲートが接続されたエンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2、このエンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2と直列に接続されたエンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ3から構成される。また、接続点Pには、フォトダイオードPD、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1、エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2およびこれらを相互に接続する配線等によって生じる浮遊容量の合成値である寄生容量コンデンサCが接続される。

【0028】フォトダイオードPDは光信号Lsを検出し、光信号Lsの照度に比例したセンサ電流Idに変換する。デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1はフォトダイオードPDの負荷を形成し、フォトダイオードPDで検出変換したセンサ電流Idを電圧に変換してセンサ検出端子Pに検出電圧Vdを発生する。

【0029】また、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1は、センサ電流Idが小さな範囲の弱反転状態で対数特性を有するMOSTランジスタ負荷を形成し、フォトダイオードPDで検出したセンサ電流Idを対数特性を有する検出電圧Vdに変換する。このため、光信号Lsが大きく変化してセンサ電流Idが大きく変化（桁数が異なるような大きな変化）しても、このように対数特性を有した変換がなされて検出電圧Vdの変化は抑えられてこれが飽和することがなく、入力

に対する出力のダイナミックレンジを広くすることができる。

【0030】エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2は出力トランジスタを形成し、検出電圧Vdをセンサ電流信号として光センサ回路10の外部に取り出すための電圧-電流変換を行う。また、エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ3は、エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2で変換されたセンサ電流信号を外部回路に接続又は切断するためのスイッチを形成する。

【0031】上述のようにトランジスタQD1はデプレッション型であり、トランジスタQ2およびQ3はエンハンスメント型であるが、これらの相違について図2を参照して説明する。図2には、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1の特性を実線で示し、エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ2、Q3（並びに図6および図9に示す従来の光センサ回路におけるエンハンスメント型MOSTランジスタQ1）の特性を鎖線で示している。この特性から分かるように、従来の回路でも用いられているエンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ1、Q2、Q3はゲート電圧VG=0のときには検出電流Idは出力されず、常にOFFの状態となるが、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1の場合には、ゲート電圧VG=0の状態でも弱反転状態とすることができる。

【0032】具体的には、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1のゲート電圧VG=0の状態が、図9に示した従来の回路においてエンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ1のゲートに低電圧VLを印加した状態と同一の状態となる。さらに、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1のゲート電圧VG=VSとすれば、ドレイン-ソースS間の低抵抗状態とすることができる。この状態は、図9に示した従来の回路において、エンハンスメント型nチャンネルMOSTランジスタQ1のゲートに高電圧VHを印加した状態と同一の状態となる。

【0033】このような構成の光センサ回路10においては、図3に示すようなタイミングで、図2に示した所定電圧VSがゲート電圧VGとして印加される。このゲート電圧VG=VSは回路リセットのための信号電圧として短時間t1の間だけ作用するもので、ゲート電圧VGとして所定電圧VSが設定されると、デプレッション型nチャンネルMOSTランジスタQD1のドレイン-ソースS間のインピーダンスは低抵抗状態となり、コンデンサCは、図8において実線L（200）で示すように、急速に充電され、センサ検出端子Pの検出電圧Vdはドレイン電圧VD（=5V）にほぼ等しい値（例えば、4.95V）まで上昇する。このため、後述（図5）するように光センサ回路10をマトリクス状に配置してイメージセンサに適用する場合、検出電圧Vdをリ

セットするとき初期値(4.95V)に到達するまでの応答性が良くなり、イメージセンサの残像発生を防止できる。

【0034】次に、検出可能期間 t_2 の間だけゲート電圧 $V_G=0$ に設定される。この状態では、図2に示したように、デプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ は弱反転状態となる。そして、フォトダイオードPDに光が照射されるとまずコンデンサ C に蓄えられた電荷が放電される。ここで、フォトダイオードPDに入射する光が弱い場合はセンサ電流 I_d はほとんど流れないため、デプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ は高インピーダンス状態であり、主にコンデンサ C に充電された電荷が利用される。このため、出力電圧 V_d はコンデンサ C からの放電量に対応しておりその変化はリニア(線形)的になる。このときの出力電圧 V_d の検出は、検出可能期間 t_2 内での累積された放電量を検出するものであり、ピーク的なノイズの影響を受けることがなく、 S/N 比の高い検出が行われる。

【0035】一方、フォトダイオードPDに入射する光が強くなると、検出電圧 V_d の特性は図3において矢印で示すように変化し、コンデンサ C に蓄えられた電荷は急速に消費され、フォトダイオードPDを流れるセンサ電流 I_d はデプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ を通る電流となり、出力電圧 V_d の変化は対数的となる。

【0036】この関係は図11に示すようになり、図9に示した光センサ回路200と同様の特性が得られる。すなわち、光センサ回路10によれば、光が弱くセンサ電流 I_d が $10^{-12} \sim 10^{-11}$ の場合には、コンデンサ C の電荷が放電され、検出電圧 V_d は線形的に変化するが、光が強くセンサ電流が 10^{-11} を超える領域では、検出電圧 V_d は対数的に変化する。つまり、この光センサ回路10の場合には、光が弱いとき(センサ電流 I_d が小さいとき)には通常のMOS型素子と同等の線形的な出力特性が得られ、光が強くなると(センサ電流がある程度大きくなると)対数型の素子と同等の出力特性が得られる。これにより、センサ電流が小さい時は蓄積効果を利用することによって高感度を実現でき、且つ対数型素子で問題となる入射光が小さいときの S/N 比低下の問題も改善できる。

【0037】このようにして得られた出力電圧 V_d は、エンハンスメント型 n チャンネルMOSトランジスタ $Q2$ により電圧-電流変換がなされ、さらに、エンハンスメント型 n チャンネルMOSトランジスタ $Q3$ により設定されるスイッチタイミングでライン11から検出電圧 V_0 として外部に取り出される。

【0038】以上の構成の光センサ回路10においては、デプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ の駆動電源としては、定電圧電源 $VD(=5V)$ と、図3に示すタイミングで加えられる一種類のゲート

電源 $V_G(=VS)$ と、エンハンスメント型 n チャンネルMOSトランジスタ $Q2, Q3$ のドレイン電源 $VDD(=5V)$ と、エンハンスメント型 n チャンネルMOSトランジスタ $Q3$ のゲートに印加されるスイッチ電源 VC とがある。この場合、電源 VD, VDD, VC については図9に示した光センサ回路200と同一であるが、ゲート電源 V_G に関しては、図9に示した光センサ回路200の場合は高低2種類のゲート電圧 V_H, V_L が必要であるに対して、本発明の光センサ回路10の場合には一種類のゲート電圧 VS のみが必要である。このため、電源の数を少なくすることができ、回路構成を簡単に行うことができる。

【0039】図4には本発明に係る光センサ回路の異なる実施形態を示している。この光センサ回路20は、図1に示す光センサ回路20は、図1に示す光センサ回路10とはデプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ のゲートにタイミング調整器21を介してソース電源 VD が繋がっている点のみが異なり、他の構成は同一である。

【0040】この光センサ回路20では、ソース電源電圧 VD をゲート電圧 V_G としても利用するものであり、タイミング調整器21により、図3に示すタイミングで時間 t_1 の間だけソース電圧 VD がゲート電圧として印加される。ここで、デプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ は、図2における $VS=VD$ となるような特性を有しており、ゲート電圧 V_G としてドレイン電圧 VD が印加されると、ドレイン-ソース S 間のインピーダンスは低抵抗状態となり、コンデンサ C は急速に充電され、センサ検出端子 P の検出電圧 V_d はドレイン電圧 $VD(=5V)$ にほぼ等しい値(例えば、4.95V)まで上昇し、回路のリセットがなされる。

【0041】次に、タイミング調整器21により検出可能期間 t_2 の間だけゲート電圧 $V_G=0$ に設定され、図2に示したように、デプレッション型 n チャンネルMOSトランジスタ $QD1$ は弱反転状態となり、図1の回路10と同様にして光検出が行われる。

【0042】このような構成の光センサ回路20の場合には、電源としては、図示のように、 VD, VC, VD の三種類でよく、必要電源数はさらに少ない。

【0043】次に、上記のような構成の本発明に係る光センサ回路10(20)をマトリクス状に並べて構成したイメージセンサ50について、図5を参照して説明する。このイメージセンサ50は光センサ回路(画素)10を平面上にアレイ状に配設して長方形もしくは正方形状に形成されており、ここでは定電圧電源 VD, VDD は省略して示している。

【0044】このイメージセンサ50によりイメージ検出を行うには、一度に縦列に位置する各画素10の検出電圧 V_0 を検出ライン55から取り出すとともに、この縦列の検出を各列毎に順次走査させて行う。なお、検出

ライン55は、図1に示す出力ライン11に対応する。このような検出電圧V0の取り出しは、所定のタイミングでスイッチ電源VCを印加して行われ、検出完了の度に各縦列毎にデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタQD1のゲートにゲート電圧VG=VSを印加してこれをリセットする。

【0045】このような、検出電圧V0の取り出しのためのスイッチ電源VCの印加端子を各画素10においてSELで示し、リセットのためのゲート電圧印加端子をRSTで示している。図5に示すように、縦列の画素の各取り出し用印加端子SELには取り出し信号ライン52が繋がり、各リセット用印加端子RSTにはリセット信号ライン53が繋がる。さらに、各取り出し信号ライン52は、図における左隣の縦列の画素の端子RSTに繋がるリセット信号ライン53に繋がる。

【0046】上記の構成のイメージセンサ50を用いるときには、左端側の縦に並んだ画素列から右方に向かって順次、取り出し信号ライン52に取り出し信号（スイッチ電源電圧VC）を印加（走査）して、検出電圧V0を取り出す。これにより、各縦の画素列を左から右に走査してイメージ検出を行う。ここで、左端縦画素列の検出電圧V0の取り出しが完了して、次に左から2番目の縦画素列の取り出し信号ライン52に取り出し信号を印加してこの縦画素列から検出信号の取り出しを行うときに、取り出し信号ライン52は左端の縦画素列のリセット信号ライン53に繋がるため、このリセット信号ライン53にリセット信号が印加され、左端側の縦画素列が全てリセットされ、次の光検出が行われる。以下、同様にして検出信号の取り出しが行われるときに同時に左隣の縦画素列のリセットが行われる。

【0047】このように構成すれば、検出信号の取り出しとリセットとを一つの信号で行うことができ、制御が簡単となる。なお、この検出信号の取り出しおよびリセットは、図3における時間t2の終了時点で行われる。

【0048】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、nチャンネルMOSトランジスタをデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタから構成し、このデプレッション型nチャンネルMOSトランジスタにゲート電圧を印加しない状態では、このトランジスタが弱反転状態で対数特性を有する状態となり、対数特性での光検出を行うことができ、入力に対する出力のダイナミックレンジの大きな検出が可能である。その上、光信号が弱くて光-電気変換手段（フォトダイオード）のセンサ電流がほとんど流れないときにはトランジスタは高インピーダンス状態となり、コンデンサCの充電電荷が利用されるため、出力電圧は光に対してリニアに変化し、微弱な光を高感度で検出できる。なお、この検出はコンデンサの放電量を検出するもので、いわゆる蓄積型の検出となるので、ピーク状のノイズの影響を受けにくく、S/N

比の高い検出が可能である。

【0049】さらに、デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタのゲートにリセット電圧VSを印加すれば、そのドレイン-ソース間のインピーダンスを低抵抗状態とし、コンデンサを急速に充電して回路を初期状態にリセットすることができる。このように、回路のリセットを行うときにのみゲート電圧VG=VSとしてリセット電圧を印加するだけで、検出期間中はゲート電圧VG=0として電圧を印加する必要がないため、デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタのゲート電圧として一種類の電源があればよいので、従来の回路より駆動電源数が少なくなり、回路構成を簡単とすることができる。

【0050】また、本発明に係るイメージセンサは、取り出しラインに取り出し信号を送出すると、このラインに繋がったリセットラインにもこれと同じ信号がリセット信号として送出され、取り出し走査方向と反対側に隣り合う列を構成する光センサ回路が同時にリセットされる。すなわち、各列の光センサ回路からの検出信号の取り出しを順次行って走査するときに、検出が完了した列の光センサ回路が同時にリセットされるので、一つの信号で検出信号の取り出しと隣の列のリセットとを同時に行うことができ、制御が簡単となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る光センサ回路の構成を示す回路図である。

【図2】この光センサ回路を構成するトランジスタの特性を示すグラフである。

【図3】この光センサ回路におけるゲート電圧VG（取り出し信号）および検出電圧Vdの時間変化を示すグラフである。

【図4】本発明の異なる実施形態に係る光センサ回路の構成を示す回路図である。

【図5】本発明に係るイメージセンサの構成を示す概略図である。

【図6】従来の光センサ回路を示す回路図である。

【図7】従来の光センサ回路のセンサ電流Id-検出電圧Vdの特性を示すグラフである。

【図8】従来の光センサ回路の検出電圧Vdの時間変化を示すグラフである。

【図9】本発明の課題を有した光センサ回路の構成を示す回路図である。

【図10】図9の光センサ回路におけるゲート電圧VG（取り出し信号）および検出電圧Vdの時間変化を示すグラフである。

【図11】図9の光センサ回路のセンサ電流Id-検出電圧Vdの特性を示すグラフである。

【符号の説明】

10、20 光センサ回路

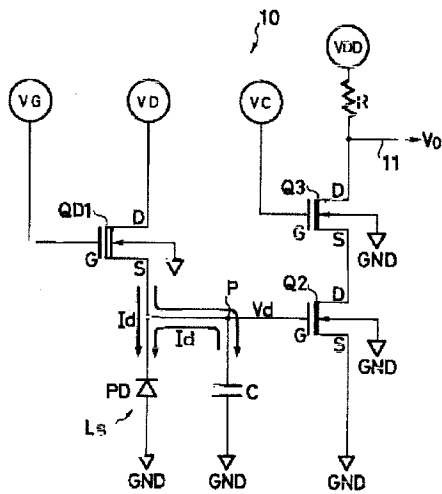
21 タイミング調整器

50 イメージセンサ

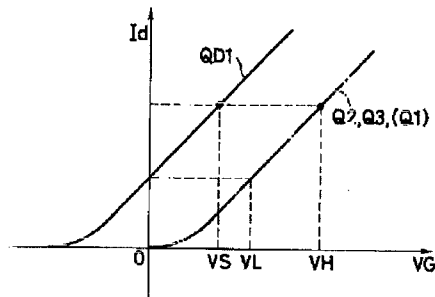
PD フォトダイオード (光-電気変換手段)

QD1 デプレッション型nチャンネルMOSトランジスタ

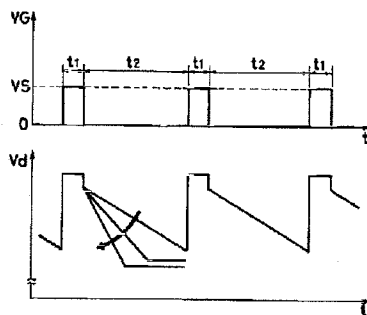
【図1】



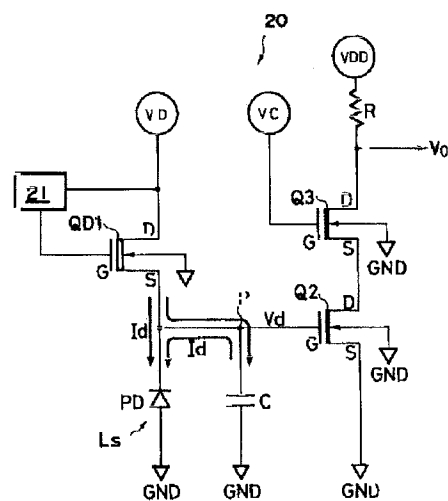
【図2】



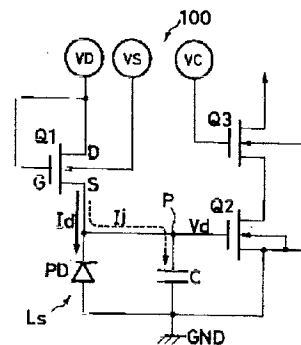
【図3】



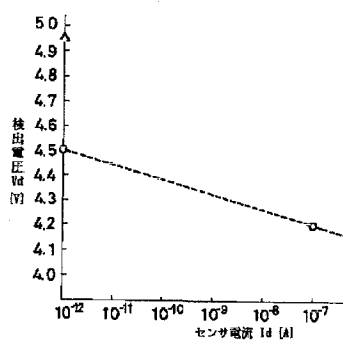
【図4】



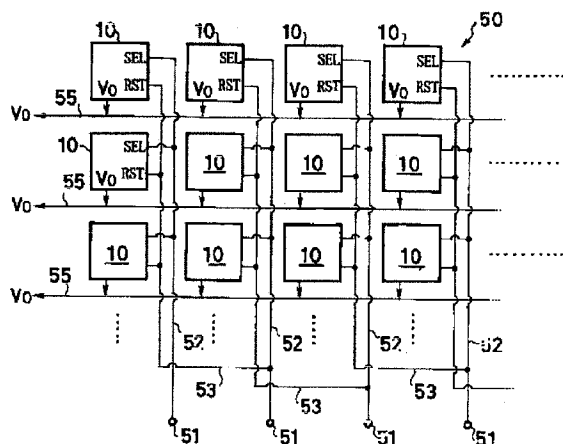
【図6】



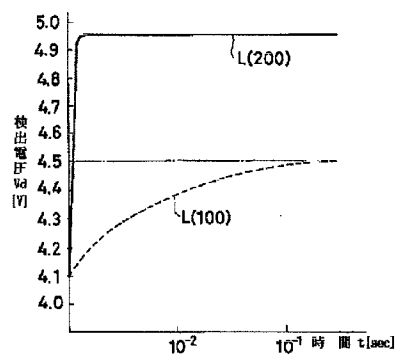
【図7】



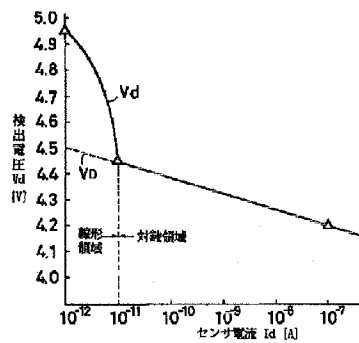
【図5】



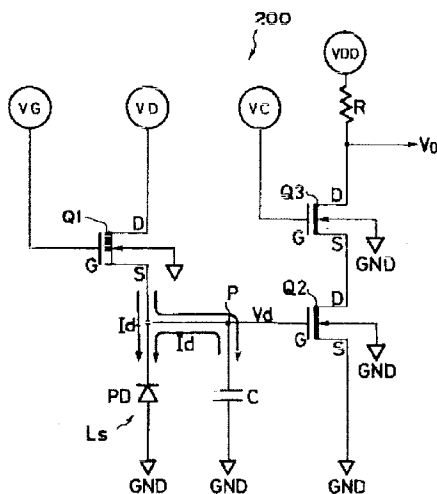
【図8】



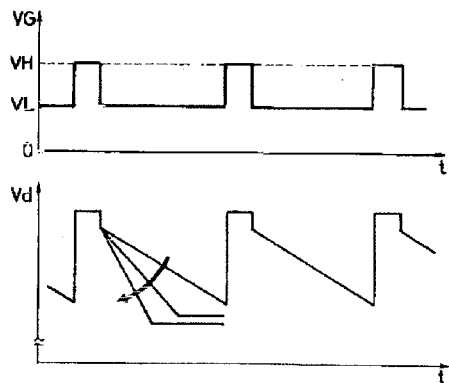
【図11】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(72)発明者 神山 智幸
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会
社本田技術研究所内

(72)発明者 今井 俊雄
埼玉県所沢市大字下富字武野840番地 シ
チズン時計株式会社技術研究所内
(72)発明者 田中 利明
埼玉県所沢市大字下富字武野840番地 シ
チズン時計株式会社技術研究所内